

© PAJ / JPO

- PN - JP2001284912 A 20011012
- TI - FOLDED WAVEGUIDE
- AB - PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a low-cost folded waveguide simple in configuration and capable of providing stable performance with no control without requiring special dimension accuracy.
- SOLUTION: A folded waveguide 20 is constituted by folding the rectangular waveguide having wide wall surface width (a) and narrow wall surface width (b) at 180 deg. on a wide wall surface and composed of a lower waveguide 21a, an upper waveguide 21b and a folded part 22 connecting the both. This folded part 22 is formed rectangular and on the surface facing the waveguides 21a and 21b, a reflecting plate 23 is formed. Besides, the height of the folded part 22 is made into '2b' overlapping the waveguides 21a and 21b and an interval between the top end of a conductor plate 24 for separating the waveguides 21a and 21b and the reflecting plate 23 is set to (h). The value of this (h) is found from the relational expression of ' $h = (\pi/2)^2(\beta_1 - \beta_2)$ '.
- I - H01P5/02 ; H01P1/02 ; H01P3/12
- PA - HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC, YONEYAMA TSUTOMU, AZUMA TOSHIHIKO
- IN - MINASE ATSUSHI, YONEYAMA TSUTOMU, AZUMA TOSHIHIKO
- ABD - 20020402
- ABV - 200202
- AP - JP20010066929 19960124

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[The technical field to which invention belongs] this invention relates to the cuff waveguide and planar array antenna which are used in a microwave - millimeter wave band.

[0002]

[Description of the Prior Art] Generally, the waveguide which is a low loss transmission line is used abundantly, two or more waveguides are put in order in parallel in a microwave - millimeter wave band, and the planar array antenna is constituted.

[0003] Drawing 13 (a) and (b) show the example of composition of the conventional planar array antenna.

[0004] The planar array antenna shown in drawing 13 (a) combines the oversize waveguide 2 with the H plane electromagnetic horn 1. While the H plane electromagnetic horn 1 has the electric supply section 3 at the end, a center section is equipped with the adjustment board 4, and the oversize waveguide 2 forms two or more radiation slots 5 in the upper surface. And the electromagnetic wave supplied from the above-mentioned electric supply section 3 is transmitted to the oversize waveguide 2 through the H plane electromagnetic horn 1, and is emitted outside from two or more radiation slots 5.

[0005] Moreover, the planar array antenna shown in drawing 13 (b) is replaced with the above-mentioned H plane electromagnetic horn 1, and uses the waveguide branch circuit 6. This waveguide branch circuit 6 branches to plurality, and transmits the electromagnetic wave supplied from the electric supply section 3 to the oversize waveguide 2.

[0006] In order to acquire a predetermined property, it needed to consider as the shape of a loose taper, for this reason, the overall length became long, and since manufacturing-cost quantity became large-sized also in handling from the first, it was very inconvenient. [of the H plane electromagnetic horn 1 used for the planar array antenna shown in above-mentioned drawing 13 (a)]

[0007] Moreover, the structure of the waveguide branch circuit 6 became very complicated, and the planar array antenna shown in drawing 13 (b) which replaced with the above-mentioned H plane electromagnetic horn 1, and used the waveguide branch circuit 6 required great time for the manufacture, and had the problem which serves as cost quantity extremely.

[0008] In order to solve such a problem, by recently, what miniaturized the planar array antenna using the cuff waveguide 10 as shown in drawing 14 is considered. This cuff waveguide 10 carried out laminating arrangement of rectangular bottom waveguide 11a and the top waveguide 11b, and has combined the edge of one of these by the 180-degree cuff section 12. This cuff section 12 formed the reflector 13 of 45-degree cut in the top edge and the bottom edge, and has equipped this reflector 13 with the stretching screw 14 for reflected wave denials. and the conductor located between bottom waveguide 11a and top waveguide 11b -- the interval h with the end face of the section 12 is made by return in agreement with the nose of cam of a board 15 in ***** (height) b of each waveguides 11a and 11b

[0009] According to the above-mentioned cuff waveguide 10, 180 degrees of electromagnetic waves transmitted by bottom waveguide 11a of an input side can be reflected in the section 12 by return, and it can lead to top waveguide 11b of an output side.

[0010] An antenna can be miniaturized by using a waveguide 10 by return as mentioned above,

turning up 180 degrees of rectangular waveguides, and constituting a planar array antenna.

[0011]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, close dimensional accuracy was required and it had the problem that it was not suitable for mass production at high cost while its composition was complicated, since the conventional cuff waveguide 10 had to form the reflector 13 of 45-degree cut in the upper part and the lower part of an edge 12 by return and moreover needed to equip this reflector 13 with the stretching screw 14 for reflected wave denials. Moreover, since it is carrying out when adjustment with the section 12 denies the reflected wave from the section Waveguides 11a and 11b by return with the reflected wave from a stretching screw 14, the frequency characteristic is a narrow-band and tuning is needed for every set of every.

[0012] It was made in order that this invention might solve the above-mentioned technical problem, and composition can be easy, and a special dimensional accuracy cannot be required, but the performance stabilized by no adjusting can be obtained, and it aims at moreover offering the planar array antenna which used the cuff waveguide and this cuff waveguide of a low cost.

[0013]

[Means for Solving the Problem] The 1st invention consists of the cuff section which combines the waveguide of a radio-wave-propagation input side, the waveguide of a radio-wave-propagation output side, and these, and is set to a waveguide by return. The size of the section is defined by return so that the RF power of a basic propagating mode and a high order propagating mode may negate each other. It is the cuff waveguide characterized by making the Gentlemen phase of a basic propagating mode and a high order propagating mode by the side of the mirror image of the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation input side, and the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation output side almost in phase.

[0014] The 2nd invention consists of the cuff section which combines the waveguide of a radio-wave-propagation input side, the waveguide of a radio-wave-propagation output side, and these, and is set to a waveguide by return. The aforementioned cuff section defines a size while being filled up with a dielectric so that the RF power of a basic propagating mode and a high order propagating mode may negate each other. It is the cuff waveguide characterized by making the Gentlemen phase of a basic propagating mode and a high order propagating mode by the side of the mirror image of the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation input side, and the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation output side almost in phase.

[0015] The 3rd invention is a planar array antenna characterized by having spread the oversize waveguide through the cuff waveguide of the 1st aforementioned invention or the 2nd invention at the one side side of an H plane electromagnetic horn to the oversize waveguide of the size of the radiating-aperture section of an H plane electromagnetic horn, and establishing and constituting the slot for electromagnetic radiation in the H plane electromagnetic horn of this oversize waveguide, and the field of an opposite side.

[0016] The 4th invention is the planar array antenna which spread the oversize waveguide to the one side side of an H plane electromagnetic horn, and prepared and constituted two or more radiating elements through the coupling hole through the cuff waveguide of the 1st aforementioned invention or the 2nd invention in the H plane electromagnetic horn of this oversize waveguide, and the field of an opposite side in the oversize waveguide of the size of the radiating-aperture section of an H plane electromagnetic horn.

[0017] It is the cuff sectoral horn characterized by the 5th invention considering the H plane electromagnetic horn in which the extensive wall surface of a rectangular waveguide spreads gradually as the composition using the cuff waveguide of the 1st aforementioned invention or the 2nd invention.

[0018] The 6th invention is a cylindrical-wave-emission cylindrical-wave converter characterized by making the upper surface configuration of the cuff section of the sectoral horn of the 5th invention into the shape of a straight line.

[0019] The 7th invention is a cylindrical-wave-convergence cylindrical-wave converter characterized by making the upper surface configuration of the cuff section of the sectoral horn of invention of the above 5th into a circle configuration.

[0020] Invention of the octavus is a cylindrical-wave-plane wave converter characterized by making

the upper surface configuration of the cuff section of the sectoral horn of invention of the above 5th into a parabolic.

[0021] The 9th invention is a cylindrical-wave-convergence cylindrical-wave converter characterized by making elliptical the upper surface configuration of the cuff section of the sectoral horn of invention of the above 5th.

[0022] The 10th invention is a planar array antenna characterized by having used the cuff waveguide of the 1st aforementioned invention or the 2nd invention for opening of the cuff sectoral horn of invention of the above 5th, or a sectoral horn with a lens antenna, having supplied electric power, and forming two or more radiating elements in the upper surface of the aforementioned sectoral horn.

[0023] in the 3rd aforementioned invention, the 11th invention is small and goes an electromagnetic radiation slot to a termination side by the start edge side -- alike -- following -- steps -- it is the planar array antenna characterized by forming so that it may become large

[0024]

[Embodiments of the Invention] Hereafter, the operation gestalt of this invention is explained with reference to a drawing.

(The 1st operation gestalt) Drawing 1 shows the outline composition of the cuff waveguide 20 concerning the 1st operation gestalt of this invention, this drawing (a) is a perspective diagram and this drawing (b) is a sectional side elevation.

[0025] This cuff waveguide 20 is what extensive wall surface width of face (breadth) turned up the rectangular waveguide of b by a , and about 180 degree (height) of ***** turned it up on the extensive wall surface, and was constituted, and consists of the cuff section 22 which combines these both with bottom waveguide 21a and top waveguide 21b in a laminating state. This cuff section 22 is formed in the shape of a rectangle, and the reflecting plate 23 is formed in the field which counters Waveguides 21a and 21b. moreover, the conductor which the section 22 carries out to the same height as the laminating height of Waveguides 21a and 21b, i.e., the height of " $2xb$ ", by return, and separates Waveguides 21a and 21b -- the interval of the nose of cam of a board 24 and a reflecting plate 23 is set as h Therefore, the size of the opening aperture to the waveguides 21a and 21b in the section 22 serves as axh by return. The value of this h is $h=(\pi/2)/(\beta_1-\beta_2)$.

$\beta_1 = \{(2 \pi / \lambda) \}^2 - (\pi/a)^2 \}^{1/2}$ $\beta_2 = \{(2 \pi / \lambda) \}^2 - (\pi/a)^2 - (\pi/2b)^2 \}^{1/2}$ -- however β_1 : Propagation constant β_2 in the TE₁₀ mode of an $ax2b$ rectangular waveguide : Propagation constant $2b > \lambda$ in the TM₁₁ mode of an $ax2b$ rectangular waveguide / 2, and λ : a free space wave length -- it asks from relational expression

[0026] Next, the principle of operation of the cuff waveguide 20 constituted as mentioned above is explained with reference to drawing 2.

[0027] Drawing 2 (a) shows the size relation of a waveguide 20 by return, and drawing 2 (b) shows the image based on the principle of a mirror image by return to a symmetric position to the reflector (reflecting plate 23) of a waveguide 20, and it shows the situation of the shift to output terminal B' from the input terminal A of the RF power by the joint transmission line.

[0028] In drawing 2 (b), as for the electric fields e and e of basic propagating-mode TE₁₀ from Input A, the electric field " $e+e=2e$ " in the TE₁₀ mode and the electric field " $-e_m+e_m=0$ " of high order propagating-mode TM₁₁ exist by the bond part with a width of face of $2h$. These electric fields e and e_m Since the absolute value is equal, as illustrated, it is set to " $e-e_m=0$ " to an output terminal B.

[0029] On the other hand, by defining the size of $2h$ of a bond part moderately, to output terminal A' and B', it can become " $e+e_m$ " in " $e-e_m=0$ " and output terminal B' in output terminal A', and the input power from an input terminal A can all be combined with output terminal B' to them.

[0030] Namely, the thing for which reflection to an input terminal A is made into zero by drawing 2 (b) the Gentlemen phase constant [in / the waveguide size " $ax2b$ " of the bond part of Terminals A and B, A', and B' terminals / it is making the transparency to terminal A' with an image into zero, and / in this] of basic propagating-mode TE₁₀ and high order propagating-mode TM₁₁ -- respectively -- β_1 and β_2 **, when it carries out If it determines that a size h fulfills the conditions used as " $\beta_1, 2h-\beta_2$, and $2h=\pi$ ", the RF power in both the modes will deny mutually and the output to terminal A' will serve as principle top zero.

[0031] On the other hand, since, as for the transparency power to terminal B', 180 degrees of polarity

in the TM11 mode have lapped with Terminal A, it is set to " β_1 , $2h - \beta_2$, and $2h = 2\pi$ " to terminal A \rightarrow terminal B', the phase in both the modes becomes in phase, and total power is spread to Terminal B.

[0032] Therefore, in drawing 2 (a), the power inputted from Terminal A is transmitted to Terminal B, without reflecting.

[0033] In order to check the above-mentioned thing, it checked about the oversize waveguide in the frequency of $f = 24\text{GHz}$ which becomes $b = 5.5\text{mm}$ $a = 170\text{mm}$. As a result of asking for and surveying $h = 18\text{mm}$ from the relation of a front formula, as shown in drawing 3, in about $h = 18\text{mm}$, the good result whose VSWR is about about 1.1 was obtained. drawing 3 -- a conductor -- the value of VSWR when changing the interval h of the nose of cam of a board 24 and a reflecting plate 23 from 0mm to 60mm is measured and shown

[0034] Moreover, drawing 4 measures and shows the value of VSWR to the frequency (22-26GHz) when being referred to as $h = 18\text{mm}$ of the above-mentioned experimental result. A wide band is covered and this drawing shows that there are few reflected waves.

[0035] The property shown in drawing 3 and the survey result of drawing 4 can be acquired without adjusting only by processing it by the usual tolerance as mentioned above according to the cuff waveguide of this invention.

[0036] (The 2nd operation gestalt) Drawing 5 shows the example of an operation gestalt at the time of filling up the above-mentioned cuff waveguide 20 with a dielectric.

[0037] Drawing 5 (a) is specific-inductive-capacity ϵ_r to the whole to a waveguide 20 by return. The example at the time of being filled up with a dielectric 25 is shown.

[0038] It is the value of h [in / the cuff section 22 / when filled up with a dielectric 25 as mentioned above] " $(\pi/2)/(\beta_1 - \beta_2)$ "

However, β_1 : Propagation constant β_2 in the TE10 mode of an $a \times 2b$ rectangular waveguide : Propagation constant $2b > \lambda_g/2$ in the TM11 mode of an $a \times 2b$ rectangular waveguide, $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$

λ_0 : A free space wave length, λ_g : Set up so that it may become almost equal to the value of dielectric inside-of-the-body propagation wavelength.

[0039] Thus, by being filled up with a dielectric 25, the size of a waveguide can be reduced to $1/\sqrt{\epsilon_r}$, and the whole can be miniaturized.

[0040] Drawing 5 (b) is what filled up only the section 22 with the dielectric 25 by return, and forms the taper section 26 at the nose of cam of a dielectric 25. In this case, it is made for the taper section 26 of a dielectric 25 to be located in the edge of bottom waveguide 21a and top waveguide 21b. The nose of cam of a dielectric 25 was formed in the shape of a taper as mentioned above, because an impedance was adjusted. Even if it makes small (thinly) the size b of Waveguides 21a and 21b (height) and miniaturizes by considering as such composition, since the transparency size of the section 22 is $\sqrt{\epsilon_r}$ Doubled, it can perform impedance matching reasonable by return.

[0041] Drawing 5 (c) forms the dielectric 27 of specific-inductive-capacity ϵ_r ' which is different in a dielectric 25 as an object for impedance matching instead of forming the taper section 26 at the nose of cam of a dielectric 25, as shown in drawing 5 (b). In this case, a dielectric 27 sets the thickness to $\lambda_g/4$, and specific-inductive-capacity ϵ_r ' is specific-inductive-capacity ϵ_r of a dielectric 25. A large thing is used. In addition, λ_g is the propagation wavelength in a dielectric 27.

[0042] Impedance matching as well as the case where the taper section 26 is formed in the edge of a dielectric 25 at the nose of cam of a dielectric 25 like drawing 5 (b) as mentioned above by forming the dielectric 27 of specific-inductive-capacity ϵ_r ' which is different in this dielectric 25 can be made to perform.

[0043] (The 3rd operation gestalt) The 3rd operation gestalt of this invention is explained with reference to drawing 6 and drawing 7 below.

[0044] This 3rd operation gestalt shows the example at the time of turning up like the above-mentioned 1st operation gestalt to the sectoral horn 30 shown in drawing 6. The perspective diagram of the cuff sectoral horn [in / this 2nd operation gestalt / in (a) of drawing 7] 31 and (b) are the cross sections on the center line of (a).

[0045] Generally, for the improvement in a performance, this kind of sectoral horn 30 is formed for a

long time as the shape of a loose taper, supplies electric power from the start edge, and is outputted from opening of termination. To the above-mentioned sectoral horn 30, drawing 7 forms the two cuff sections 32, constitutes a sectoral horn 31 by return, and is setting the overall length to one third. Also in this cuff sectoral horn 31, by return, the section 32 is constituted like the aforementioned 1st operation gestalt, and omits about the detail.

[0046] (The 4th operation gestalt) The cuff sectoral horn 31 as shown in above-mentioned drawing 7 is applicable also to the horn of various kinds of gestalten.

[0047] That is, by return, the output wave of a waveguide is equal to the phase of the principle to an incident wave, and its travelling direction is opposite. This operation is the same as the incident wave of a reflecting plate, and the relation of a reflected wave. Therefore, the output wave of various wave fronts can be obtained by changing the configuration of the cuff section 32 in a sectoral horn 31 by return.

[0048] Drawing 8 shows the example of an operation gestalt over the cuff sectoral horn 31 which has the one cuff section 32. Drawing 8 (a) is a cross section on the center line of the cuff sectoral horn 31 shown in (b) - (d), and shows the state of each cuff section 32. Drawing 8 (b) is what made the section (reflecting plate section) 32 the shape of a straight line by return, and the radiation from the section 32 serves as an emission cylindrical wave by return. Since an electric supply electromagnetic wave is a cylindrical wave, this forms a cylindrical-wave-emission cylindrical-wave converter.

[0049] Drawing 8 (c) forms the section 32 in a circle configuration by return. By return, since this converges radiation of the electromagnetic wave from the section 32 on one point as shown in this drawing, it forms a cylindrical-wave-convergence cylindrical-wave converter. Thus, the cuff sectoral horn 31 which formed the section 32 in the circle configuration by return is applicable as a lens antenna.

[0050] Drawing 8 (d) is what formed the section 32 in the shape of a paraboloid by return, and by return, radiation of the electromagnetic wave from the section 32 becomes parallel, and it becomes an parallel cylindrical wave, i.e., a plane wave. Therefore, a cylindrical-wave-plane wave converter is formed in this case. Thus, the cuff sectoral horn 31 which formed the section 32 in the shape of a paraboloid by return is used for electric supply of a planar array antenna at electric supply.

[0051] Furthermore, what formed the section 32 in elliptical by return as other application is considered.

[0052] (The 5th operation form) The operation form which applied the cuff waveguide which next starts this invention to the planar array antenna is explained.

[0053] Drawing 9 shows the example at the time of [which was shown in the aforementioned 1st operation form] applying a waveguide 20 to a planar array antenna 40 by return. By return, the planar array antenna 40 shown in this drawing 9 connects two or more waveguides 20, and constitutes them. That is, while carrying out parallel arrangement of the eight rectangular waveguides 41 so that an extensive wall surface may be close, each of that edge is connected by the above-mentioned cuff section 22, the electric supply section 42 is formed in the rectangular waveguide 41 by the side of the start edge, two or more slots 43 for radiation are formed in one H plane (narrow field) of the rectangular waveguide 41 which carried out [above-mentioned] connection, and the planar array antenna 40 is constituted. the above-mentioned slot 43 for radiation is small, and goes to a termination side for example, by the start edge side -- alike -- following -- steps -- it is formed so that it may become large, and the electric wave averaged from each slot 43 for radiation is made to be emitted

[0054] The electromagnetic wave by which the planar array antenna 40 constituted as mentioned above was supplied to the rectangular waveguide 41 from the electric supply section 42 is transmitted in the inside of the all directions form waveguide 41 through each cuff section 22, and it emanates to the slot 43 shell exterior for radiation.

[0055] (The 6th operation gestalt) Drawing 10 (a) and (b) show the operation gestalt at the time of forming a planar array antenna 50 using a sectoral horn. This drawing (a) is a perspective diagram by the side of the upper surface of a planar array antenna 50, and this drawing (b) is a perspective diagram by the side of a rear face. This planar array antenna 50 turns up the H plane electromagnetic horn 51 which consists of a sectoral horn, only uses the point as the waveguide 53 of oversize (broad) from the cuff section 52, and forms two or more radiation slots (dissonance slot) 54 in the

upper surface of this oversize waveguide 53, and forms the electric supply connector 55 in the leader of the above-mentioned H plane electromagnetic horn 51. The above-mentioned cuff section 52 is constituted like the aforementioned 1st operation gestalt.

[0056] everything but the thing of the shape of a straight line illustrated as the above-mentioned radiation slot 54 -- for example, circular -- the thing of various configurations, such as a hole and a cross-joint-like slot, can be considered moreover -- in addition, the radiation slot 54 -- replacing with -- the circular object for combination -- a hole can be prepared and various radiating elements, such as a helical radiating element formed in this hole with the coil and the probe and a thing which combines a patch-like radiating element with a probe, can be used

[0057] (The 7th operation gestalt) Drawing 11 (a) and (b) load a lens antenna 56, for example, a semicircle-like dielectric lens, just before a cuff of the H plane electromagnetic horn 51 in the planar array antenna 50 constituted using the sectoral horn by return like the case of drawing 10. Drawing 11 (a) is the perspective diagram of a planar array antenna 50, and this drawing (b) is a center line cross section of (a).

[0058] By loading a dielectric lens 56 as mentioned above, it is led to the oversize waveguide 53 by making a next electromagnetic wave into a plane wave by return, and emanates to the radiation slot 54 shell exterior formed in the upper surface of this oversize waveguide 53.

[0059] (Octavus operation gestalt) Drawing 12 shows the operation gestalt at the time of constituting a planar array antenna 60 using a radial waveguide (circular waveguide) by return. In this drawing, with three round conductor boards 62a-62c and the side metal plate 63 of the maximum outline, the radial waveguide 61 forms the vertical two-layer radial waveguides 61a and 61b of the bottom and a top, makes smaller than the outside round conductor boards 62a and 62c the radius of round conductor board 62b located in the middle, and is forming and using the open section as the waveguide 64 by return in the periphery between radial waveguide 61a and 61b. And the coaxial track 65 for electric supply is combined to bottom radial waveguide 61a, and the radiation slot (or radiating element) 66 is formed in the upper surface of top radial waveguide 61b.

[0060] In the above-mentioned cuff radial waveguide 61, although height 2b of the size h to the edge of middle round conductor board 62b from the side metal plate 63 and the whole radial waveguides 61a and 61b is as the aforementioned 1st operation gestalt having explained, it uses $2\pi r$ as a thing equivalent to the extensive wall surface width of face a. The value of this r is the distance to the center position of opening of a waveguide 64 by return from the center of the radial waveguide 61.

[0061] And the radius of the above-mentioned round conductor board 62b compares with wavelength, and when large, it is the value of Above $h \cdot (\pi/2) / (\beta_1 - \beta_2)$

However, the β_1 mode : TM_0 in the parallel monotonous waveguide of interval 2b Propagation constant β_2 in the mode (basic propagating mode) : TM_1 in the parallel monotonous waveguide of interval 2b (it sets up so that it may become almost equal to the value of propagation constant $2b > \lambda_0$ of a high order propagating mode / 2, and a λ_0 : free space wave length.)

[0062] In the case of the circular cuff waveguide shown in aforementioned drawing 8 (c), operation of the planar array antenna 60 using the above-mentioned cuff radial waveguide 61 corresponds, and is changed into the convergence cylindrical wave to which the emission cylindrical wave which transmits bottom radial waveguide 61a transmits top radial waveguide 61b.

[0063] since the above-mentioned cuff radial waveguide 61 is easy structure and it operates by low loss and the wide band -- practical -- high -- the efficiency planar array antenna 60 is realizable

[0064] In addition, although the operation gestalt shown in aforementioned drawing 5 explained the case where a dielectric was prepared to a waveguide 20 by return, it can be filled up with a dielectric also to the cuff sectoral horn shown in drawing 7 and drawing 8, and a miniaturization can be attained. Furthermore, also in the planar array antenna shown in drawing 9 or drawing 12, it can be filled up with a dielectric like drawing 5, and a miniaturization can be attained.

[0065]

[Effect of the Invention] In the cuff waveguide which according to this invention bent about 180 degrees of extensive wall surfaces of a rectangular waveguide, and constituted them as a full account was given above Composition is easy by making the size of the opening aperture of the above-mentioned cuff section into axh , and setting up the size of h so that it may become the value of $(\pi/2) / (\beta_1 - \beta_2)$ mostly. A special dimensional accuracy cannot be required, but the

performance stabilized by no adjusting can be obtained, and, moreover, the fall of cost can be aimed at. Moreover, the planar array antenna of the small and stabilized performance can be constituted by using the above-mentioned cuff waveguide.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] Consist of the cuff section which combines the waveguide of a radio-wave-propagation input side, the waveguide of a radio-wave-propagation output side, and these, and it sets to a waveguide by return. The size of the section is defined by return so that the RF power of a basic propagating mode and a high order propagating mode may negate each other. The cuff waveguide characterized by making the Gentlemen phase of a basic propagating mode and a high order propagating mode by the side of the mirror image of the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation input side, and the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation output side almost in phase.

[Claim 2] Consist of the cuff section which combines the waveguide of a radio-wave-propagation input side, the waveguide of a radio-wave-propagation output side, and these, and it sets to a waveguide by return. The aforementioned cuff section defines a size while being filled up with a dielectric so that the RF power of a basic propagating mode and a high order propagating mode may negate each other. The cuff waveguide characterized by making the Gentlemen phase of a basic propagating mode and a high order propagating mode by the side of the mirror image of the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation input side, and the waveguide of the aforementioned radio-wave-propagation output side almost in phase.

[Claim 3] The planar array antenna characterized by having spread the oversize waveguide through the cuff waveguide according to claim 1 or 2 at the one side side of an H plane electromagnetic horn to the oversize waveguide of the size of the radiating-aperture section of an H plane electromagnetic horn, and establishing and constituting the slot for electromagnetic radiation in the H plane electromagnetic horn of this oversize waveguide, and the field of an opposite side.

[Claim 4] The planar array antenna characterized by having spread the oversize waveguide through the cuff waveguide according to claim 1 or 2 at the one side side of an H plane electromagnetic horn to the oversize waveguide of the size of the radiating-aperture section of an H plane electromagnetic horn, and preparing and constituting two or more radiating elements through a coupling hole in the H plane electromagnetic horn of this oversize waveguide, and the field of an opposite side.

[Claim 5] The cuff sectoral horn characterized by considering the H plane electromagnetic horn in which the extensive wall surface of a rectangular waveguide spreads gradually as the composition using the cuff waveguide according to claim 1 or 2.

[Claim 6] The cylindrical-wave-emission cylindrical-wave converter characterized by making the upper surface configuration of the cuff section of a sectoral horn according to claim 5 into the shape of a straight line.

[Claim 7] The cylindrical-wave-convergence cylindrical-wave converter characterized by making the upper surface configuration of the cuff section of a sectoral horn according to claim 5 into a circle configuration.

[Claim 8] The cylindrical-wave-plane wave converter characterized by making the upper surface configuration of the cuff section of a sectoral horn according to claim 5 into a parabolic.

[Claim 9] The cylindrical-wave-convergence cylindrical-wave converter characterized by making elliptical the upper surface configuration of the cuff section of a sectoral horn according to claim 5.

[Claim 10] The planar array antenna characterized by having used the cuff waveguide according to claim 1 or 2 for opening of a cuff sectoral horn according to claim 5 or a sectoral horn with a lens

antenna, having supplied electric power, and forming two or more radiating elements in the upper surface of the aforementioned sectoral horn.

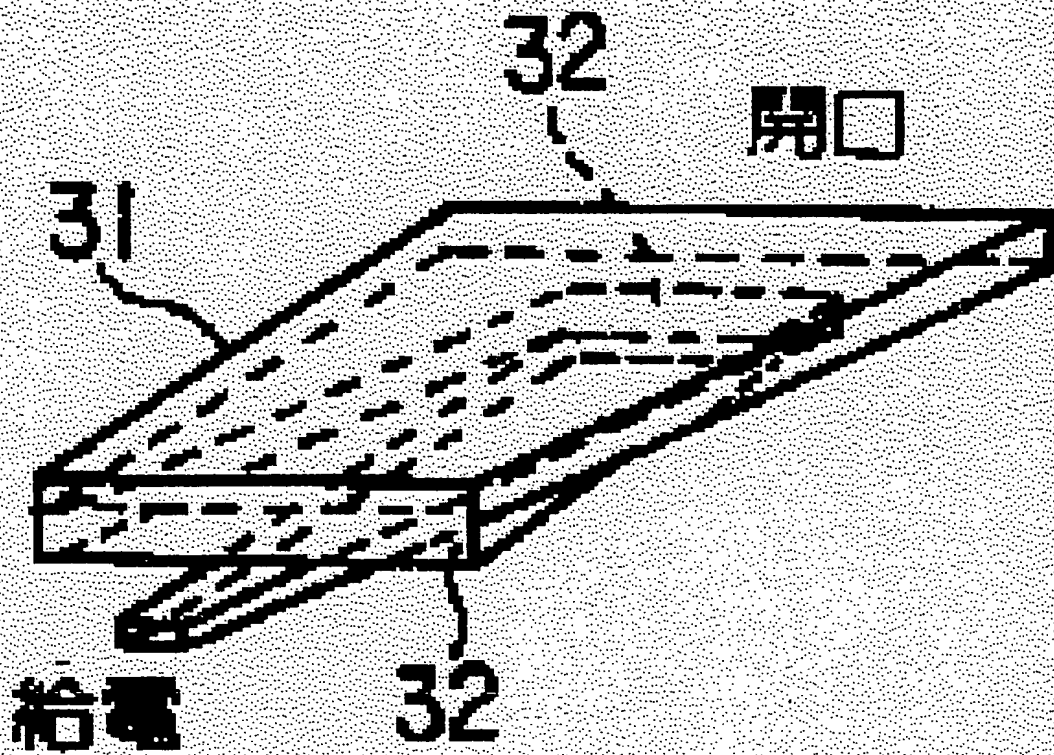
[Claim 11] an electromagnetic radiation slot according to claim 3 is small, and goes to a termination side by the start edge side -- alike -- following -- steps -- the planar array antenna according to claim 3 characterized by being formed so that it may become large

[Translation done.]

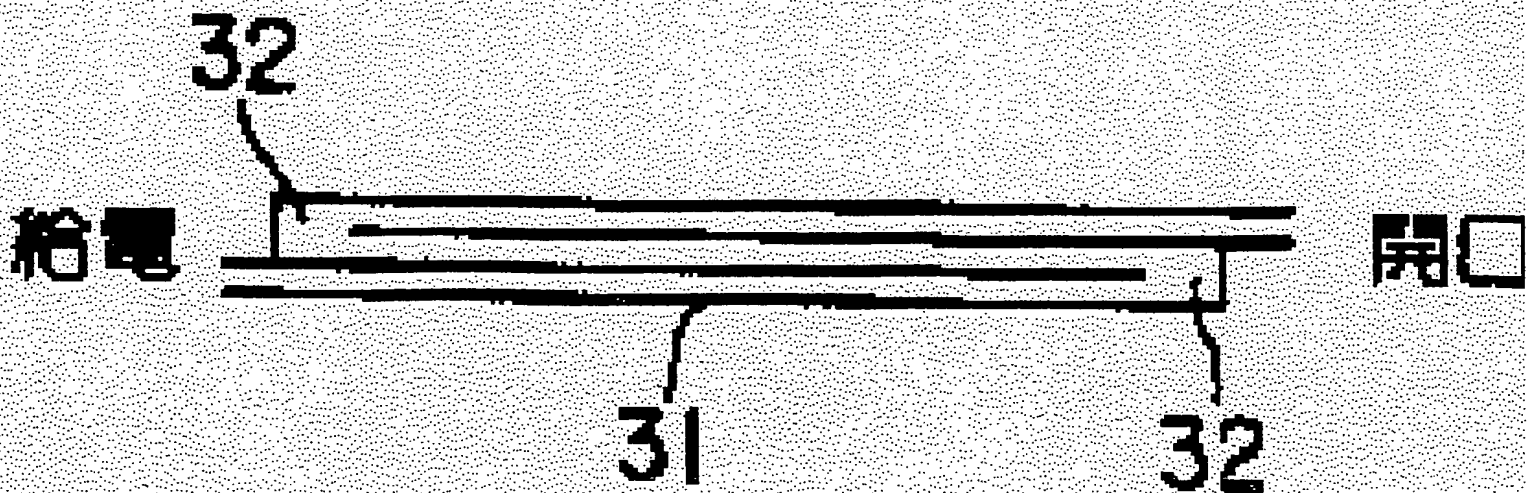
THIS PAGE BLANK (USPTO)

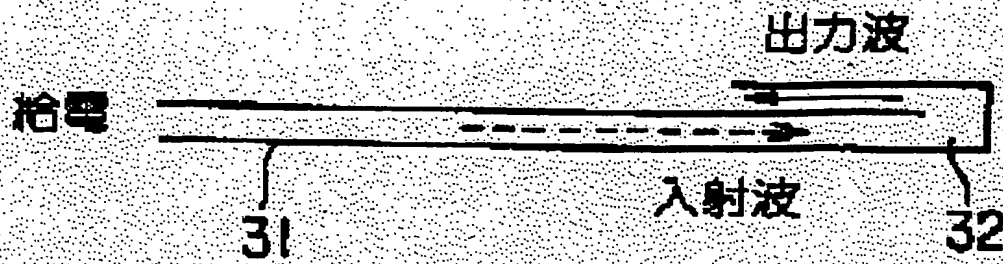
Fig 7

a)

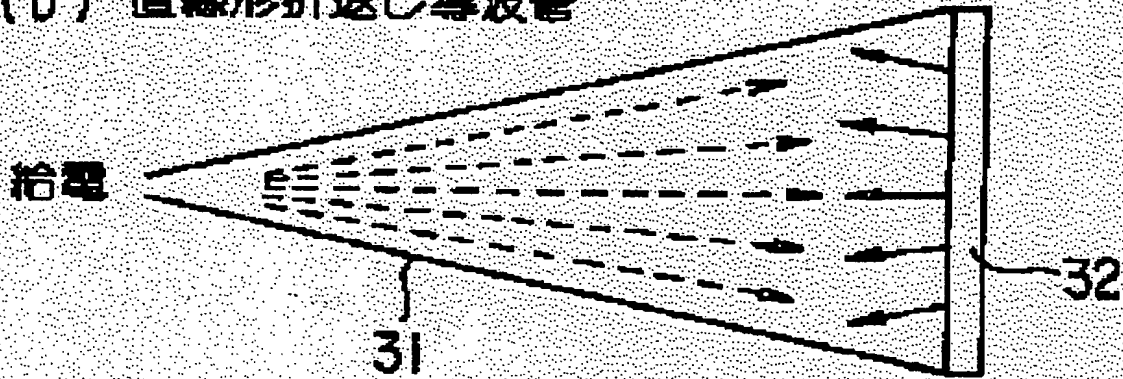


b)

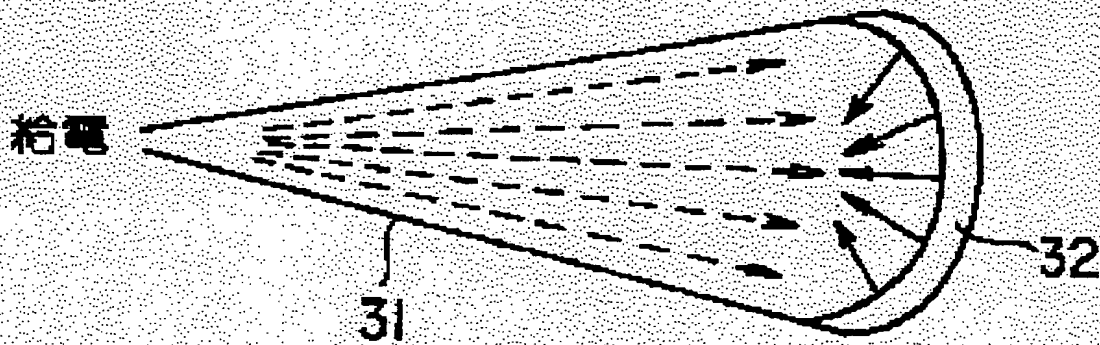




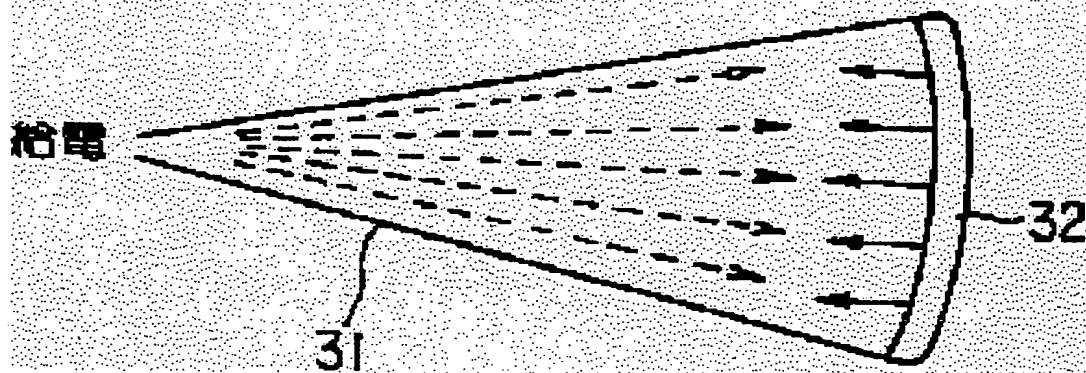
(b) 直線形折返し導波管



(c) 円形折返し導波管



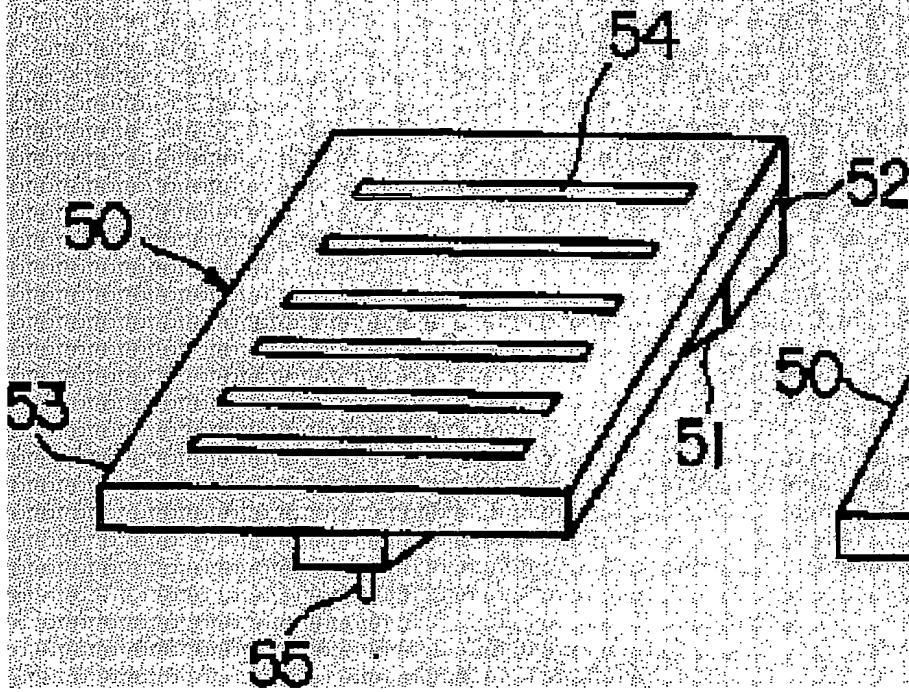
(d) 放物形折返し導波管



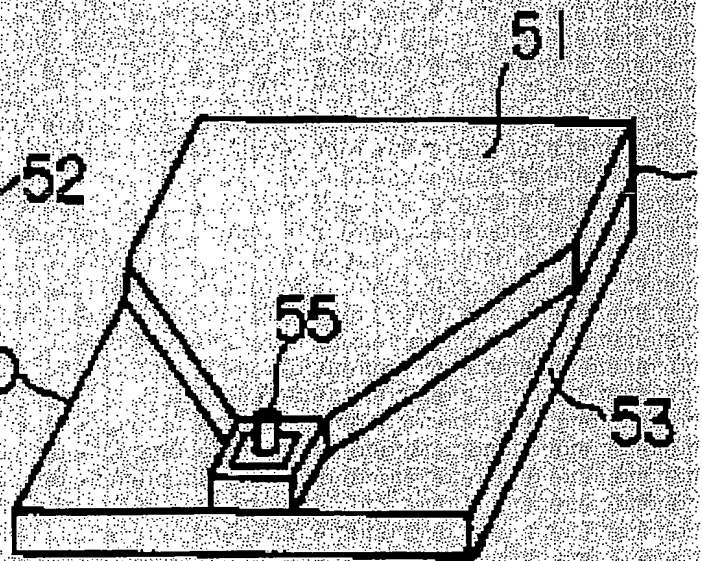
THIS PAGE BLANK (USPTO)

Fig 10

(a)



(b)



THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-284912

(P2001-284912A)

(43) 公開日 平成13年10月12日 (2001. 10. 12)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 1 P	5/02	H 0 1 P	5/02
	1/02		1/02
	3/12		3/12

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2001-66929(P2001-66929)
(62) 分割の表示 特願平8-10205の分割
(22) 出願日 平成8年1月24日(1996. 1. 24)

(71) 出願人 000001122
株式会社日立国際電気
東京都中野区東中野三丁目14番20号
(71) 出願人 591132450
米山 務
宮城県仙台市太白区袋原字小平12-17
(71) 出願人 592000831
我妻 寿彦
宮城県仙台市泉区鶴が丘4丁目16-20
(74) 代理人 100058479
弁理士 鈴江 武彦 (外5名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 折返し導波管

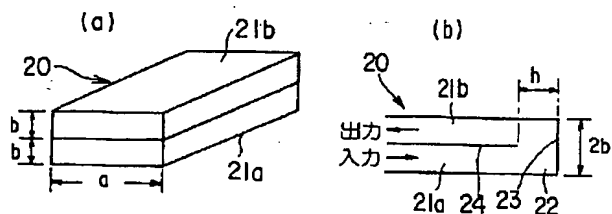
(57) 【要約】

【課題】構成が簡単で、特別な寸法精度を要求せず、無調整で安定した性能が得られ、かつ低コストの折返し導波管を提供する。

【解決手段】折返し導波管20は、広壁面幅がa、狭壁面幅がbの方形導波管を広壁面にて180°折返して構成したもので、下側導波管21a及び上側導波管21bと、この両者を結合する折返し部22からなる。この折返し部22は、方形状に形成され、導波管21a、21bに対向する面に反射板23が形成されている。また、折返し部22は、導波管21a、21bを重ねた「2×b」の高さとし、導波管21a、21bを分離する導体板24の先端と反射板23との間隔をhに設定する。このhの値は、

$$「h = (\pi / 2) / (\beta_1 - \beta_2)」$$

なる関係式から求める。



THIS PAGE BLANK (USPTO)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電波伝搬入力側の導波管と電波伝搬出力側の導波管とこれらを結合する折返し部からなる折返し導波管において、

基本伝搬モードと高次伝搬モードの高周波電力が互いに打ち消し合うように折返し部の寸法を定め、前記電波伝搬入力側の導波管と前記電波伝搬出力側の導波管の鏡像側とにおける基本伝搬モードと高次伝搬モードの各位相をほぼ同相とすること、を特徴とする折返し導波管。

【請求項2】 電波伝搬入力側の導波管と電波伝搬出力側の導波管とこれらを結合する折返し部からなる折返し導波管において、

前記折返し部は基本伝搬モードと高次伝搬モードの高周波電力が互いに打ち消し合うように誘電体を充填すると共に寸法を定め、前記電波伝搬入力側の導波管と前記電波伝搬出力側の導波管の鏡像側とにおける基本伝搬モードと高次伝搬モードの各位相をほぼ同相とすること、を特徴とする折返し導波管。

【請求項3】 H面電磁ホーンの放射開口部のサイズのオーバーサイズ導波管に、請求項1または請求項2記載の折返し導波管を介して、H面電磁ホーンの片面側にオーバーサイズ導波管を展張し、該オーバーサイズ導波管のH面電磁ホーンと反対側の面に電磁放射用スロットを設けて構成したことを特徴とする平面アレーアンテナ。

【請求項4】 H面電磁ホーンの放射開口部のサイズのオーバーサイズ導波管に、請求項1または請求項2記載の折返し導波管を介して、H面電磁ホーンの片面側にオーバーサイズ導波管を展張し、該オーバーサイズ導波管のH面電磁ホーンと反対側の面に結合孔を介して複数個の放射素子を設けて構成したことを特徴とする平面アレーアンテナ。

【請求項5】 方形導波管の広壁面が次第に広がるH面電磁ホーンを請求項1または請求項2記載の折返し導波管を用いた構成としたことを特徴とする折返し扇形ホーン。

【請求項6】 請求項5記載の扇形ホーンの折返し部の上面形状を直線状としたことを特徴とする円筒波一発散円筒波変換器。

【請求項7】 請求項5記載の扇形ホーンの折返し部の上面形状を円形状としたことを特徴とする円筒波一収束円筒波変換器。

【請求項8】 請求項5記載の扇形ホーンの折返し部の上面形状を放物線状としたことを特徴とする円筒波一平面波変換器。

【請求項9】 請求項5記載の扇形ホーンの折返し部の上面形状を楕円形状としたことを特徴とする円筒波一収束円筒波変換器。

【請求項10】 請求項5記載の折返し扇形ホーン、あるいは電波レンズ付き扇形ホーンの開口部に請求項1または請求項2記載の折返し導波管を用いて給電し、

前記扇形ホーンの上面に複数の放射素子を形成したことを特徴とする平面アレーアンテナ。

【請求項11】 請求項3記載の電磁放射スロットは、始端側では小さく、終端側に行くに従って段々大きくなるように形成されたことを特徴とする請求項3記載の平面アレーアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、マイクロ波～ミリ波帯において使用される折返し導波管及び平面アレーアンテナに関する。

【0002】

【従来の技術】一般にマイクロ波～ミリ波帯においては、低損失伝送路である導波管が多用されており、複数の導波管を並列に並べて平面アレーアンテナを構成している。

【0003】図13(a)、(b)は、従来の平面アレーアンテナの構成例を示したものである。

【0004】図13(a)に示す平面アレーアンテナは、H面電磁ホーン1にオーバーサイズ導波管2を結合したものである。H面電磁ホーン1は、一端に給電部3を有すると共に、中央部に整合板4を備え、オーバーサイズ導波管2は、上面に複数の放射スロット5を形成している。そして、上記給電部3より供給される電磁波は、H面電磁ホーン1を介してオーバーサイズ導波管2に伝送され、複数の放射スロット5より外部に放射される。

【0005】また、図13(b)に示す平面アレーアンテナは、上記H面電磁ホーン1に代えて導波管分岐回路6を使用したものである。この導波管分岐回路6は、給電部3より供給される電磁波を複数に分岐してオーバーサイズ導波管2に伝送する。

【0006】上記図13(a)に示す平面アレーアンテナに使用されるH面電磁ホーン1は、所定の特性を得るために緩やかなテーパ状とする必要があり、このため全長が長くなり、製造コスト高はもとより、取扱いにおいても大形になるので非常に不便であった。

【0007】また、上記H面電磁ホーン1に代えて導波管分岐回路6を使用した図13(b)に示す平面アレーアンテナは、導波管分岐回路6の構造が非常に複雑になり、その製造に多大な時間がかかり、きわめてコスト高となる問題があった。

【0008】このような問題を解決するため、最近では図14に示すような折返し導波管10を使用して平面アレーアンテナを小形化したものが考えられている。この折返し導波管10は、方形の下側導波管11a及び上側導波管11bを積層配置し、その一方の端部を180°の折返し部12により結合している。この折返し部12は、上側端及び下側端に45°カットの反射面13を形成し、この反射面13に反射波打消し用の調整ネジ14

THIS PAGE BLANK (USPTO)

を装着している。そして、下側導波管11aと上側導波管11bとの間に位置している導体板15の先端と折返し部12の端面との間隔hを各導波管11a, 11bの狭壁面幅(高さ)bに一致させている。

【0009】上記折返し導波管10によれば、入力側の下側導波管11aにより伝送されてきた電磁波を折返し部12で180°反射させて出力側の上側導波管11bに導くことができる。

【0010】上記のように折返し導波管10を使用し、方形導波管を180°折返して平面アレーアンテナを構成することにより、アンテナを小型化することができる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来の折返し導波管10は、折返し端12の上部及び下部に45°カットの反射面13を形成しなければならず、しかも、この反射面13に反射波打消し用の調整ネジ14を装着する必要があるため、構成が複雑であると共に、高い寸法精度が要求され、高コストで量産に適さないという問題があった。また、導波管11a, 11bと折返し部12との整合は、調整ネジ14からの反射波と折返し部からの反射波を打ち消すことにより行なっているため、周波数特性が狭帯域であり、かつ1台1台毎に調整作業を必要としている。

【0012】本発明は上記の課題を解決するためになされたもので、構成が簡単で、特別な寸法精度を要求せず、無調整で安定した性能を得ることができ、しかも、低コストの折返し導波管及びこの折返し導波管を使用した平面アレーアンテナを提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】第1の発明は、電波伝搬入力側の導波管と電波伝搬出力側の導波管とこれらを結合する折返し部からなる折返し導波管において、基本伝搬モードと高次伝搬モードの高周波電力が互いに打ち消し合うように折返し部の寸法を定め、前記電波伝搬入力側の導波管と前記電波伝搬出力側の導波管の鏡像側における基本伝搬モードと高次伝搬モードの各位相をほぼ同相とすることを特徴とする折返し導波管である。

【0014】第2の発明は、電波伝搬入力側の導波管と電波伝搬出力側の導波管とこれらを結合する折返し部からなる折返し導波管において、前記折返し部は基本伝搬モードと高次伝搬モードの高周波電力が互いに打ち消し合うように誘電体を充填すると共に寸法を定め、前記電波伝搬入力側の導波管と前記電波伝搬出力側の導波管の鏡像側における基本伝搬モードと高次伝搬モードの各位相をほぼ同相とすることを特徴とする折返し導波管である。

【0015】第3の発明は、H面電磁ホーンの放射開口部のサイズのオーバーサイズ導波管に、前記第1の発明または第2の発明の折返し導波管を介して、H面電磁ホ

ーンの片面側にオーバーサイズ導波管を展張し、該オーバーサイズ導波管のH面電磁ホーンと反対側の面に電磁放射用スロットを設けて構成したことを特徴とする平面アレーアンテナである。

【0016】第4の発明は、H面電磁ホーンの放射開口部のサイズのオーバーサイズ導波管に、前記第1の発明または第2の発明の折返し導波管を介して、H面電磁ホーンの片面側にオーバーサイズ導波管を展張し、該オーバーサイズ導波管のH面電磁ホーンと反対側の面に結合孔を介して複数の放射素子を設けて構成した平面アレーアンテナである。

【0017】第5の発明は、方形導波管の広壁面が次第に広がるH面電磁ホーンを前記第1の発明または第2の発明の折返し導波管を用いた構成としたことを特徴とする折返し扇形ホーンである。

【0018】第6の発明は、第5の発明の扇形ホーンの折返し部の上面形状を直線状としたことを特徴とする円筒波-発散円筒波変換器である。

【0019】第7の発明は、前記第5の発明の扇形ホーンの折返し部の上面形状を円形状としたことを特徴とする円筒波-収束円筒波変換器である。

【0020】第8の発明は、前記第5の発明の扇形ホーンの折返し部の上面形状を放物線状としたことを特徴とする円筒波-平面波変換器である。

【0021】第9の発明は、前記第5の発明の扇形ホーンの折返し部の上面形状を楕円形状としたことを特徴とする円筒波-収束円筒波変換器である。

【0022】第10の発明は、前記第5の発明の折返し扇形ホーン、あるいは電波レンズ付き扇形ホーンの開口部に前記第1の発明または第2の発明の折返し導波管を用いて給電し、前記扇形ホーンの上に複数の放射素子を形成したことを特徴とする平面アレーアンテナである。

【0023】第11の発明は、前記第3の発明において、電磁放射スロットを始端側では小さく、終端側に行くに従って段々大きくなるように形成したことを特徴とする平面アレーアンテナである。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。

(第1実施形態)図1は、本発明の第1実施形態に係る折返し導波管20の概略構成を示すもので、同図(a)は斜視図、同図(b)は側断面図である。

【0025】この折返し導波管20は、広壁面幅(横幅)がa、狭壁面幅(高さ)がbの方形導波管を広壁面にてほぼ180°折返して構成したもので、積層状態にある下側導波管21a及び上側導波管21bと、この両者を結合する折返し部22からなっている。この折返し部22は、方形状に形成され、導波管21a, 21bに対向する面に反射板23が形成されている。また、折返

THIS PAGE BLANK (USPTO)

し部22は、導波管21a、21bの積層高さと同じ高さ、つまり、「 $2 \times b$ 」の高さとし、導波管21a、21bを分離する導体板24の先端と反射板23との間隔をhに設定する。従って、折返し部22における導波管21a、21bに対する開口窓の寸法は、 $a \times h$ となる。このhの値は、

$$h = (\pi/2) / (\beta_1 - \beta_2)$$

$$\beta_1 = \{ (2\pi/\lambda)^2 - (\pi/a)^2 \}^{1/2}$$

$$\beta_2 = \{ (2\pi/\lambda)^2 - (\pi/a)^2 - (\pi/2b)^2 \}^{1/2}$$

但し、 β_1 : $a \times 2b$ 方形導波管のTE10モードにおける伝搬定数、

β_2 : $a \times 2b$ 方形導波管のTM11モードにおける伝搬定数

$2b > \lambda_0 / 2$, λ_0 : 自由空間波長

なる関係式から求める。

【0026】次に上記のように構成された折返し導波管20の動作原理を図2を参照して説明する。

【0027】図2(a)は折返し導波管20の寸法関係を示し、図2(b)は折返し導波管20の反射面(反射板23)に対して対称な位置に鏡像の原理に基づいた影像を示し、結合伝送線路による高周波電力の入力端子Aから出力端子B'への移行の様子を示している。

【0028】図2(b)において、入力Aからの基本伝搬モードTE10の電界e、eは、幅2hの結合部では、TE10モードの電界「 $e + e = 2e$ 」と高次伝搬モードTM11の電界「 $-e_m + e_m = 0$ 」が存在している。この電界eと e_m は、その絶対値が等しいので、出力端子Bへは、図示したように「 $e - e_m = 0$ 」となる。

【0029】一方、出力端子A'及びB'へは、結合部の寸法2hを適度に定めることにより、出力端子A'において「 $e - e_m = 0$ 」、出力端子B'において「 $e + e_m$ 」となり、入力端子Aからの入力電力は、全部出力端子B'に結合させることができる。

【0030】すなわち、図2(b)で、入力端子Aへの反射を零にすることは、影像による端子A'への透過を零にすることであり、これは端子A、B、A'、B'なる4端子の結合部の導波管サイズ「 $a \times 2b$ 」における基本伝搬モードTE10と高次伝搬モードTM11の各位相定数をそれぞれ β_1 、 β_2 とした場合、「 $\beta_1 \cdot 2h - \beta_2 \cdot 2h = \pi$ 」となる条件を満たすように寸法hを定めると、両モードの高周波電力が互いに打ち消して、端子A'への出力は原理上零となる。

【0031】一方、端子B'への透過電力は、TM11モードの極性が端子Aと 180° 重なっているため、端子A→端子B'へは「 $\beta_1 \cdot 2h - \beta_2 \cdot 2h = 2\pi$ 」となり、両モードの位相が同相となり、全電力は端子Bへ伝搬する。

【0032】従って、図2(a)において、端子Aから入力した電力は、反射することなく端子Bに伝送され

る。

【0033】上記のことを確認するため、周波数 $f = 24\text{GHz}$ における $a = 170\text{mm}$ 、 $b = 5.5\text{mm}$ なるオーバーサイズ導波管について確認した。前式の関係より、 $h = 18\text{mm}$ を求め、実測した結果、図3に示すように、 $h = 18\text{mm}$ 近傍において、VSWRがほぼ1.1程度の良好な結果が得られた。図3は、導体板24の先端と反射板23との間隔hを0mmから60mmまで変化させたときのVSWRの値を測定して示したものである。

【0034】また、図4は、上記実験結果の $h = 18\text{mm}$ とした時の周波数(22~26GHz)に対するVSWRの値を測定して示したものである。この図より、広帯域に亘って反射波の少ないことが判る。

【0035】上記のように本発明の折返し導波管によれば、通常の公差で加工するのみで、調整することなく、図3及び図4の実測結果に示す特性を得ることができる。

【0036】(第2実施形態)図5は、上記折返し導波管20に誘電体を充填した場合の実施形態例を示したものである。

【0037】図5(a)は、折返し導波管20に対して全体に比誘電率 ϵ_r の誘電体25を充填した場合の例を示したものである。

【0038】上記のように誘電体25を充填した場合、折返し部22におけるhの値を

$$h = (\pi/2) / (\beta_1 - \beta_2)$$

但し、 β_1 : $a \times 2b$ 方形導波管のTE10モードにおける伝搬定数

β_2 : $a \times 2b$ 方形導波管のTM11モードにおける伝搬定数

$$2b > \lambda_g / 2, \lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$$

λ_0 : 自由空間波長、 λ_g : 誘電体内伝搬波長の値にほぼ等しくなるように設定する。

【0039】このように誘電体25を充填することにより、導波管の寸法を $1/\sqrt{\epsilon_r}$ に縮小することができる。全体を小型化することができる。

【0040】図5(b)は、折返し部22にのみ誘電体25を充填したもので、誘電体25の先端にテーパ部26を形成している。この場合、誘電体25のテーパ部26は、下側導波管21a及び上側導波管21bの端部に位置するようにしている。上記のように誘電体25の先端をテーパ状に形成したのは、インピーダンスを整合するためである。このような構成とすることにより、導波管21a、21bの寸法b(高さ)を小さく(薄く)して小形化しても、折返し部22の透過寸法は $\sqrt{\epsilon_r}$ 倍されるため、インピーダンス整合を無理なく行なうことができる。

【0041】図5(c)は、図5(b)に示したように誘電体25の先端にテーパ部26を形成する代わりに、

THIS PAGE BLANK (USPTO)

誘電体25とは異なる比誘電率 ϵ_r' の誘電体27をインピーダンス整合用として設けたものである。この場合、誘電体27は、その厚さを $\lambda_g/4$ とし、比誘電率 ϵ_r' が例えば誘電体25の比誘電率 ϵ_r より大きいものを使用する。なお、 λ_g は、誘電体27内の伝搬波長である。

【0042】上記のように誘電体25の端部に、この誘電体25とは異なる比誘電率 ϵ_r' の誘電体27を設けることにより、図5(b)のように誘電体25の先端にテーパ部26を形成した場合と同様にインピーダンス整合を行なわせることができる。

【0043】(第3実施形態)次に本発明の第3実施形態について、図6及び図7を参照して説明する。

【0044】この第3実施形態は、図6に示す扇形ホーン30に対して上記第1実施形態と同様にして折返しを行なった場合の例を示したものである。図7の(a)はこの第2実施形態における折返し扇形ホーン31の斜視図、(b)は(a)の中心線上の断面図である。

【0045】一般にこの種の扇形ホーン30は、性能向上のため、緩やかなテーパ状として長く形成し、始端より給電して終端の開口部より出力している。図7は、上記扇形ホーン30に対し、2つの折返し部32を設けて折返し扇形ホーン31を構成し、その全長を $1/3$ にしている。この折返し扇形ホーン31においても、折返し部32は前記第1実施形態と同様に構成されるものであり、その詳細については省略する。

【0046】(第4実施形態)上記図7に示したような折返し扇形ホーン31は、各種の形態のホーンにも適用することができる。

【0047】すなわち、折返し導波管の出力波は、その原理から入射波の位相に等しく、進行方向が反対である。この動作は、反射板の入射波と反射波の関係と同じである。従って、折返し扇形ホーン31における折返し部32の形状を変えることにより、種々の波面の出力波を得ることができる。

【0048】図8は、1つの折返し部32を有する折返し扇形ホーン31に対する実施形態例を示したものである。図8(a)は、(b)～(d)に示した折返し扇形ホーン31の中心線上の断面図であり、各折返し部32の状態を示している。図8(b)は、折返し部(反射板部)32を直線状としたもので、折返し部32からの放射は発散円筒波となる。これは給電電磁波が円筒波であるので、円筒波－発散円筒波変換器を形成する。

【0049】図8(c)は、折返し部32を円形状に形成したものである。これは折返し部32からの電磁波の放射は、同図に示すように一点に収束するので、円筒波－収束円筒波変換器を形成する。このように折返し部32を円形状に形成した折返し扇形ホーン31は、電波レンズとして応用することができる。

【0050】図8(d)は、折返し部32を放物面状に

形成したもので、折返し部32からの電磁波の放射は平行となり、平行円筒波、すなわち平面波となる。従って、この場合には、円筒波－平面波変換器を形成する。このように折返し部32を放物面状に形成した折返し扇形ホーン31は、平面アレーアンテナの給電に給電に用いられる。

【0051】更に、その他の応用として折返し部32を楕円形状に形成したものも考えられる。

【0052】(第5実施形態)次に本発明に係る折返し導波管を平面アレーアンテナに応用した実施形態について説明する。

【0053】図9は、前記第1実施形態に示した折返し導波管20を平面アレーアンテナ40に応用した場合の例を示したものである。この図9に示す平面アレーアンテナ40は、折返し導波管20を複数個連結して構成したものである。すなわち、8個の方形導波管41を広壁面が密接するように平行配置すると共に、その各端部を上記折返し部22により連結し、始端側の方形導波管41に給電部42を設け、上記連結した方形導波管41の一方のH面(狭い面)に複数の放射用スロット43を形成して平面アレーアンテナ40を構成している。上記放射用スロット43は、例えば始端側では小さく、終端側に行くに従って段々大きくなるように形成され、各放射用スロット43から平均した電波が放射されるようにしている。

【0054】上記のように構成された平面アレーアンテナ40は、給電部42より方形導波管41に供給された電磁波は、各折返し部22を介して各方形導波管41内を伝送され、放射用スロット43から外部に放射される。

【0055】(第6実施形態)図10(a)、(b)は、扇形ホーンを用いて平面アレーアンテナ50を形成した場合の実施形態を示したものである。同図(a)は平面アレーアンテナ50の上面側の斜視図、同図(b)は裏面側の斜視図である。この平面アレーアンテナ50は、扇形ホーンからなるH面電磁ホーン51を折返し、その折返し部52から先を単にオーバーサイズ(幅広)の導波管53とし、このオーバーサイズ導波管53の上面に複数の放射スロット(非共振スロット)54を設け、また、上記H面電磁ホーン51の始端部に給電コネクタ55を設けたものである。上記折返し部52は、前記第1実施形態と同様に構成される。

【0056】上記放射スロット54としては、図示した直線状のもの他に、例えば円形孔、十字状スロット等、種々の形状のものが考えられる。また、その他、放射スロット54に代えて円形の結合用孔を設け、この孔にコイルとプローブで形成されたヘリカル放射素子や、パッチ状放射素子をプローブで結合するもの等、種々の放射素子を使用することができる。

【0057】(第7実施形態)図11(a)、(b)

THIS PAGE BLANK (USPTO)

は、図10の場合と同様に折返し扇形ホーンを用いて構成した平面アレーアンテナ50において、H面電磁ホーン51の折返し直前に電波レンズ、例えば半円状の誘電体レンズ56を装荷したものである。図11(a)は平面アレーアンテナ50の斜視図、同図(b)は(a)の中心線断面図である。

【0058】上記のように誘電体レンズ56を装荷することにより、折返し後の電磁波を平面波としてオーバーサイズ導波管53に導かれ、このオーバーサイズ導波管53の上面に形成された放射スロット54から外部に放射される。

【0059】(第8実施形態)図12は、折返しラジアル導波路(円形導波路)を用いて平面アレーアンテナ60を構成した場合の実施形態を示したものである。同図において、折返しラジアル導波路61は、3枚の円形導体板62a~62cと最外郭の側面金属板63により、下側及び上側の上下2層のラジアル導波路61a, 61bを形成し、中間に位置する円形導体板62bの半径を外側の円形導体板62a, 62cより小さくし、ラジアル導波路61a, 61b間の周縁に開放部を形成して折返し導波管64としている。そして、下側ラジアル導波路61aに対して給電用の同軸線路65を結合し、上側ラジアル導波路61bの上面に放射スロット(または放射素子)66を形成している。

【0060】上記折返しラジアル導波路61において、側面金属板63から中間の円形導体板62bの縁端部までの寸法h、及びラジアル導波路61a, 61bの全体の高さ2bは、前記第1実施形態で説明した通りであるが、広壁面幅aに相当するものとして $2\pi r$ を使用する。このrの値は、ラジアル導波路61の中心から折返し導波管64の開口部の中心位置までの距離である。

【0061】そして、上記円形導体板62bの半径が波長に比して大きい場合は、上記hの値を「 $(\pi/2)/(\beta_1 - \beta_2)$ 」

但し、 β_1 : 間隔2bの平行平板導波路におけるTM0モード(基本伝搬モード)の伝搬定数

β_2 : 間隔2bの平行平板導波路におけるTM1モード(高次伝搬モード)の伝搬定数

$2b > \lambda_0/2$, λ_0 : 自由空間波長

の値にほぼ等しくなるように設定する。

【0062】上記折返しラジアル導波路61を用いた平面アレーアンテナ60の動作は、前記図8(c)に示した円形折返し導波管の場合に相当し、下側ラジアル導波路61aを伝送する発散円筒波が上側ラジアル導波路61bを伝送する収束円筒波に変換される。

【0063】上記折返しラジアル導波路61は、構造が簡単で、低損失かつ広帯域で動作するので、実用的で高効率な平面アレーアンテナ60を実現することができる。

【0064】なお、前記図5に示した実施形態では、折

返し導波管20に対して誘電体を設けた場合について説明したが、その他、図7、図8に示した折返し扇形ホーンに対しても誘電体を充填して小形化を図ることができる。更に、図9ないし図12に示した平面アレーアンテナにおいても、図5と同様にして誘電体を充填して小形化を図ることができる。

【0065】

【発明の効果】以上詳記したように本発明によれば、方形導波管の広壁面をほぼ 180° 折曲げて構成した折返し導波管において、上記折返し部の開口窓の寸法を $a \times h$ とし、hの寸法をほぼ「 $(\pi/2)/(\beta_1 - \beta_2)$ 」の値となるように設定することにより、構成が簡単で、特別な寸法精度を要求せず、無調整で安定した性能を得ることができ、しかも、コストの低下を図ることができる。また、上記折返し導波管を利用することにより、小形で安定した性能の平面アレーアンテナを構成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態に係る折返し導波管の概略構成図。

【図2】同実施形態における折返し導波管の動作原理を説明するための図。

【図3】同実施形態における折返し導波管の定在波比特性を示す図。

【図4】同実施形態における折返し導波管の周波数特性を示す図。

【図5】本発明に第2実施形態に係る折返し導波管の概略構成図。

【図6】本発明の対象とする扇形ホーンの構成を示す斜視図。

【図7】本発明の第3実施形態に係る折返し扇形ホーンの構成図。

【図8】本発明の第4実施形態に係る折返し扇形ホーンの構成図。

【図9】本発明の第5実施形態に係る折返し導波管を用いた平面アレーアンテナの構成図。

【図10】本発明の第6実施形態に係る折返し扇形ホーンを用いた平面アレーアンテナの構成図。

【図11】本発明の第7実施形態に係る折返し扇形ホーンを用いた平面アレーアンテナの構成図。

【図12】本発明の第8実施形態に係るラジアル導波路を用いた平面アレーアンテナの構成図。

【図13】従来の平面アレーアンテナの構成図。

【図14】従来の折返し導波管の概略構成図。

【符号の説明】

20 折返し導波管

21a 下側導波管

21b 上側導波管

22 折返し部

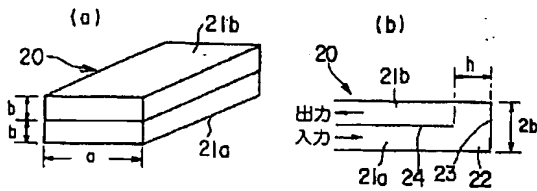
23 反射板

THIS PAGE BLANK (USPTO)

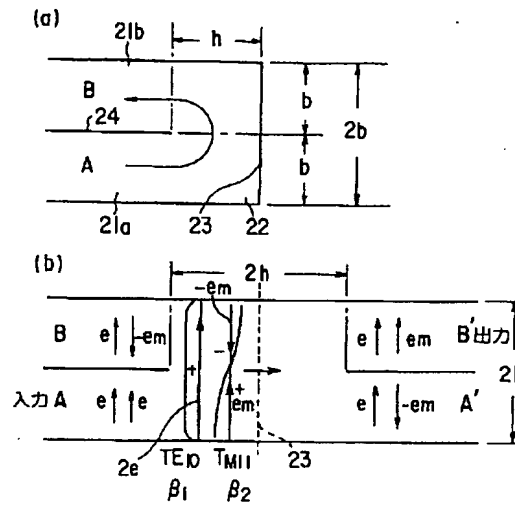
24 導体板
25, 27 誘電体
30 扇形ホーン
31 折返し扇形ホーン
32 折返し部
40 平面アレーアンテナ
41 方形導波管
42 給電部
43 放射用スロット
50 平面アレーアンテナ
51 H面電磁ホーン
52 折返し部

53 オーバーサイズ導波管
54 放射スロット
55 給電コネクタ
56 誘電体レンズ
60 平面アレーアンテナ
61 折返しラジアル導波路
62a~62c 円形導体板
63 側面金属板
64 折返し導波管
10 65 同軸線路
66 放射スロット

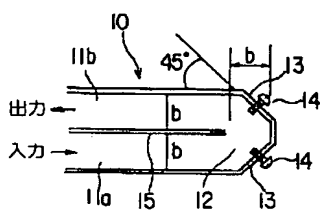
【図1】



【図2】

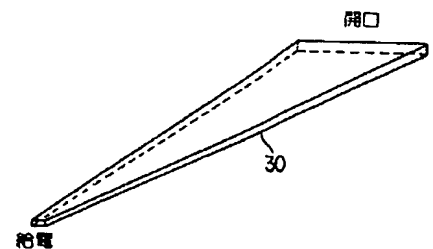
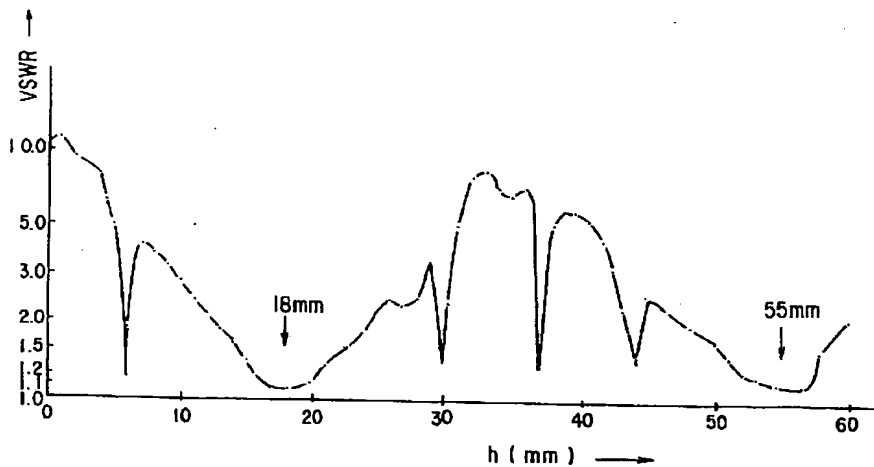


【図14】



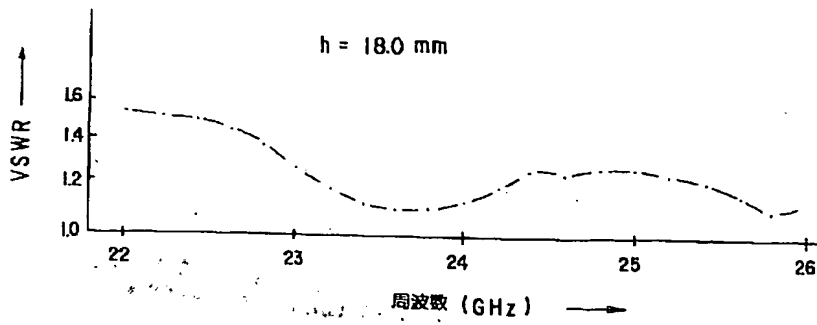
【図3】

【図6】

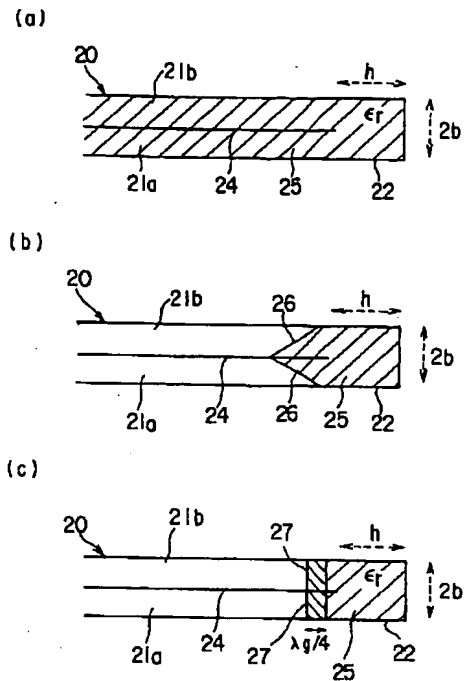


THIS PAGE BLANK (USPTO)

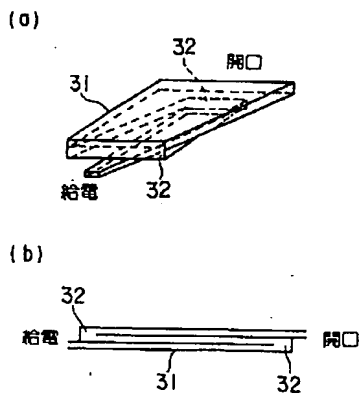
【図4】



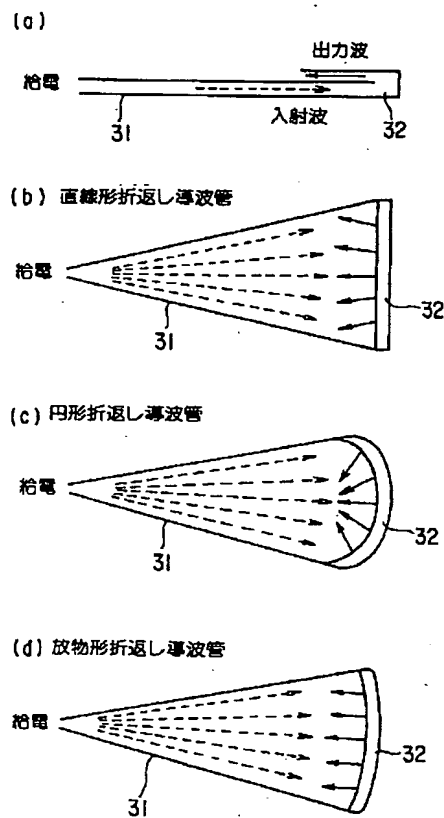
【図5】



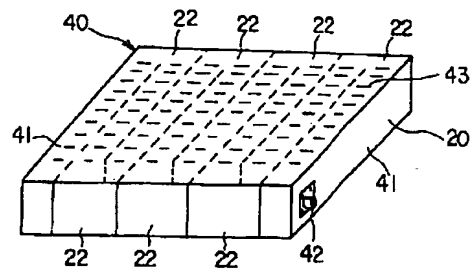
【図7】



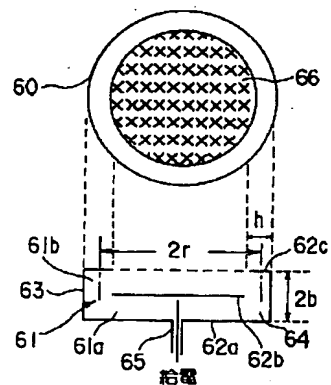
【図8】



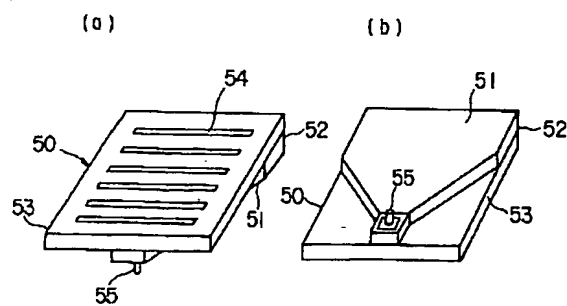
【図9】



【図12】

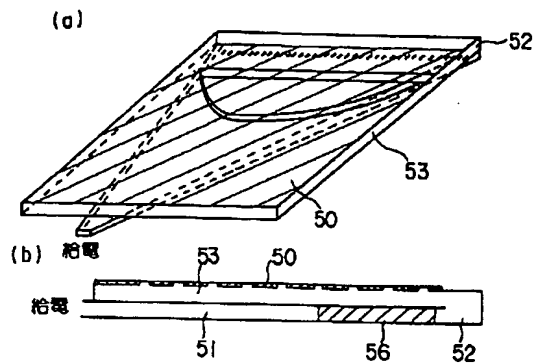


【図10】

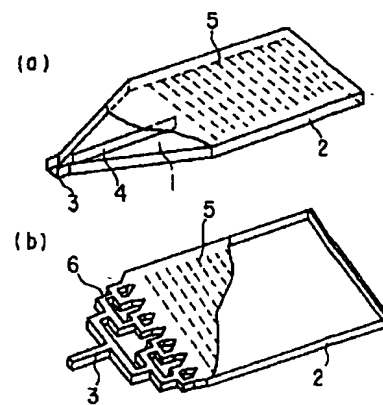


THIS PAGE BLANK (USPTO)

【図11】



【図13】



フロントページの続き

(72)発明者 皆瀬 淳
埼玉県大宮市蓮沼1406番地 八木アンテナ
株式会社大宮工場内

(72)発明者 米山 務
宮城県仙台市太白区袋原字小平12-17
(72)発明者 我妻 寿彦
宮城県仙台市泉区鶴が丘4丁目16-20

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)